縦続セラソイド変調器による周波数 変調とステレオ特性

大阪府立大学工学部

日 下 浩 次・米 田 正 次 郎
笠 井 保・滝 猪 一

広帯域および2, 3段周波数変調に, 縦続接続されたセラソイド変調器を用いた場合の周波数偏移および信号の位相特性と変調周波数の関係を明らかにし, 実験的にそれらを確認した。特に, 変調信号が AM-FM ステレオコンポジット信号で, 2段縦続接続された変調器を用いた場合, ステレオ特性は変調器のパルスの繰返し周波数の影響を受ける。これを250kHz以上の値に選び, かつパルス波形を正しく保つなどの注意を払えば, 本方式をFMステレオ放送に利用して, 良好な結果を期待できることを示した。

1. ま え が き

FM放送用の変調器として, 周波数安定度, 保守などの点から, セラソイド方式が広く用いられているが, ステレオ放送の場合には, 複合信号を主・副両チャンネルに分離し, 通倍段の途中に位相変調器を設け, 主チャンネルをセラソイド変調器で変調して主搬送波を得, この主搬送波を位相変調によって副チャンネルで変調する2段方式が必要とされている¹⁾。ところで, セラソイド変調器で, 許容ひずみ率, 許容SN比のもとで広帯域変調が可能であり, しかも, VHF帯において所要の周波数偏移が得られれば, 前記の2段変調方式は不必要になり, さらに, このような変調器を2, 3段縦続接続して多段変調を行ない, 良好な結果を得ることも可能となる。

セラソイド変調器で広帯域変調を得るには, 変調信号によって, 出力のパルス位置変調波 (PPM波) に振幅変動などの波形くずれが起らないよう, 充分な整形を施す必要がある。この広帯域化にともなって, 変調器の雑音のためSN比は劣化するけれども, これはのこぎり波の傾斜の直線性を改良するなどによって, 最大角偏移を大きくとることにより若干改善できる。さらに, 隣接側波帯, 通倍器の設計などの関係から, 水晶発振器の周波数を高く選ぶ必要があり, このため, 1段ではVHF帯

で所要の周波数偏移が得られない場合には, 同じ特性の変調器を2段縦続接続して, 角偏移の増加をはかることができる²⁾。

本稿では, 2段または3段縦続接続された変調器 (以下, 2段または3段縦続変調器と呼ぶ) によるFM波の周波数偏移, および, 信号の位相特性と変調周波数の関係を明らかにし, 三の実験によってこれらを実証した。特に, 変調信号が AM-FM ステレオコンポジット信号の場合, 2段縦続変調器によるステレオ特性は, 水晶発振器の周波数の影響を受ける。復調信号のひずみ率を1.5%以下, 左右分離度を40dB以上とするには, 計算結果から周波数を約250kHz以上に選ぶ必要があることを明らかにし, さらに, 周波数250kHzの2段縦続変調器によるステレオ特性の実験結果から, 本方式をステレオ放送用にも充分用いることができることを示した。

2. PPM 波による2段または3段 周波数変調の原理

2.1 各段の変調信号が単一正弦波の場合

セラソイド変調器が数段縦続接続され, 各段がそれぞれの信号によって変調される場合, パルスが各段で位置変調を受ける原理 (いずれも自然標本化) を図1に示す。ここで, 変調信号を $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$, …… , それらの積分器出力を $U_1(t)$, $U_2(t)$, $U_3(t)$, …… , 積分器定数をそれぞれ k_1 , k_2 , k_3 , …… , とする。第一段変調器の出力

“FM Using the Cascaded Serrassoids and the Stereo Characteristics”
by Hirozi Kusaka, Syoziro Yoneda, Tamotsu Kasai and Iichi
Taki (Faculty of Technology, Osaka Furitsu University, Osaka)

図 1 縦続接続されたセラソイド変調器によるパルス位置変調の原理

Principle of PPM by cascaded serrasoids.

PPM 波 P_1 は、水晶発振器からのトリガーパルス P_0 によって生じた、波高値 $V_{m,1}$ ののこぎり波が一定電圧 $V_{c,1}$ とそれに重量された $U_1(t)$ によってカットされた位置に発生する。この P_1 は第二段変調器ののこぎり波発生回路のトリガーパルスに用いられ、第一段変調器と同様に、波高値 $V_{m,2}$ ののこぎり波が $V_{c,2}$ と $U_2(t)$ によってカットされ、その位置に 2 段変調された PPM 波 P_2 が生じる。第三、四段以上の場合も同様にして、パルスを位置変調することができる。

P_1 における n 番目のパルス発生位置を $t_{n,1}$ とすると、図 1 より

$$t_{n,1} = n T_i + T_1 \left\{ 1 + \frac{U_1(t_{n,1})}{V_{c,1}} \right\}, \quad T_1 = \frac{T_i V_{c,1}}{V_{m,1}} \quad (1)$$

となる。このパルスによってきまる次段のパルス発生位置を $t_{n,2}$ とすると、これは

$$\left. \begin{aligned} t_{n,2} &= n T_i + T_1 \left\{ 1 + \frac{U_1(t_{n,1})}{V_{c,1}} \right\} + T_2 \left\{ 1 + \frac{U_2(t_{n,2})}{V_{c,2}} \right\} \\ T_2 &= \frac{T_i V_{c,2}}{V_{m,2}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

となり、一般に k 段について

$$t_{n,k} = n T_i + \sum_{j=1}^k T_j \left\{ 1 + \frac{U_j(t_{n,j})}{V_{c,j}} \right\}, \quad T_j = \frac{T_i V_{c,j}}{V_{m,j}} \quad (3)$$

が得られる。ここでは実験の関係上、3 段変調まで取り扱う。いま

$$\left. \begin{aligned} \tau_1(t_{n,2}) &= t_{n,2} - t_{n,1} \\ \tau_2(t_{n,3}) &= t_{n,3} - t_{n,2} \\ &\vdots \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

とおき、各段の非変調時のパルス発生位置よりの変化をそれぞれ $t_{d,1}$, $t_{d,2}$, $t_{d,3}$, ..., とすると、図 1 および (4) 式より

$$\left. \begin{aligned} t_{d,1}(t_{n,1}) &= t_{n,1} - (n T_i + T_1) = \frac{T_1}{V_{c,1}} U_1(t_{n,1}) \\ t_{d,2}(t_{n,2}) &= t_{n,2} - (n T_i + T_1 + T_2) \\ &= \frac{T_1}{V_{c,1}} U_1\{t_{n,2} - \tau_1(t_{n,2})\} + \frac{T_2}{V_{c,2}} U_2(t_{n,2}) \\ t_{d,3}(t_{n,3}) &= t_{n,3} - (n T_i + T_1 + T_2 + T_3) \\ &= \frac{T_1}{V_{c,1}} U_1\{t_{n,3} - \tau_2(t_{n,3})\} \\ &\quad - \tau_1\{t_{n,3} - \tau_2(t_{n,3})\} \\ &\quad + \frac{T_2}{V_{c,2}} U_2\{t_{n,3} - \tau_2(t_{n,3})\} + \frac{T_3}{V_{c,3}} U_3(t_{n,3}) \\ &\quad \vdots \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

となり、4 段以上の場合も同様にして求めることができる。このように、各段で変調された PPM 波の周波数スペクトルを一般的に求めることは困難であるが、非変調時のパルスの繰返し角周波数 ω_i と変調信号の最大角周波数 p_m の間に $\omega_i \gg p_m$ で、衝撃係数 τ_0 が $\tau_0 \ll 1$ の関係がある場合には、パルスの各高調波が位相変調を受けたものとみなすことができる³⁾⁻⁵⁾、変調信号を $v_1(t) = V_1 \cos p_1 t$, $v_2(t) = V_2 \cos p_2 t$, $v_3(t) = V_3 \cos p_3 t$, ..., とし、各段の変調されたパルスをそれぞれ $f_1(t)$, $f_2(t)$, $f_3(t)$, ..., とすれば上記の仮定から次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} f_1(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos \theta_{k,1} \{t - t_{d,1}(t)\} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos k \{ \omega_i t - m_1 \sin p_1 t \} \\ f_2(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos \theta_{k,2} \{t - t_{d,2}(t)\} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos k \{ \omega_i t - m_1 \sin \{p_1(t - T_2)\} \} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$-\alpha_1 m_2 \sin p_2 t\} - m_2 \sin p_2 t \quad (7)$$

$$\begin{aligned} f_{III}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cos \theta_{k,3}(t) \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cos k[\omega_i t - m_1 \sin\{p_1(t - T_2 - T_3) \\ &\quad - \alpha_1 m_3 \sin p_3 t - \alpha_1 m_2 \sin\{p_2(t - T_3) \\ &\quad - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\} - m_2 \sin\{p_2(t - T_3) \\ &\quad - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\} - m_3 \sin p_3 t] \quad (8) \end{aligned}$$

$$m_j = 2\pi \frac{k_j V_j}{p_j V_{m,j}}, \quad \alpha_j = \frac{p_j}{\omega_i}, \quad (j=1, 2, 3) \quad (9)$$

ここで A_k はパルスの波形からきまる定数で、 m_j ($j=1, 2, 3$) は角偏移を表す。周波数変調においては、おのおの高調波の瞬時角周波数成分が必要であり、各段におけるパルスの k 次高調波の瞬時角周波数をそれぞれ $\theta_{k,1}^{(1)}, \theta_{k,2}^{(1)}, \theta_{k,3}^{(1)}, \dots$ とし、(9)式において、 $\alpha_1 m_2, \alpha_1 m_3$ および $\alpha_2 m_3$ は 1 に比してきわめて小さいから、これらの高次の項を無視すると、つぎの近似式が得られる。

$$\theta_{k,1}^{(1)}(t) = k\omega_i - k m_1 p_1 \cos p_1 t \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \theta_{k,2}^{(1)}(t) &= k\omega_i - k m_1 p_1 [\cos(p_1 t - \varphi_1) \\ &\quad - C_1 \cos\{(p_1 + p_2)t - \varphi_1\} \\ &\quad \dots + D_1 \cos\{(p_1 - p_2)t - \varphi_1\}] \\ &\quad - k m_2 p_2 \cos p_2 t \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_{k,3}^{(1)}(t) &= k\omega_i - k m_1 p_1 [\cos(p_1 t - \varphi_2) \\ &\quad - C_1 \cos\{(p_1 + p_2)t - (\varphi_2 + \varphi_3)\} \\ &\quad + D_1 \cos\{(p_1 - p_2)t - (\varphi_2 + \varphi_3)\} \\ &\quad - C_2 \cos\{(p_1 + p_3)t - \varphi_2\} \\ &\quad + D_2 \cos\{(p_1 - p_3)t - \varphi_2\} \dots] \\ &\quad - k m_2 p_2 [\cos(p_2 t - \varphi_3) \\ &\quad - C_3 \cos\{(p_2 + p_3)t - \varphi_3\} \\ &\quad + D_3 \cos\{(p_2 - p_3)t - \varphi_3\} \dots] \\ &\quad - k m_3 p_3 \cos p_3 t \quad (12) \end{aligned}$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= p_1 T_2, \quad \varphi_2 = p_1(T_2 + T_3), \quad \varphi_3 = p_2 T_3 \\ C_1 &= \frac{m_2}{2}(\alpha_1 + \alpha_2), \quad C_2 = \frac{m_3}{2}(\alpha_1 + \alpha_3) \\ C_3 &= \frac{m_3}{2}(\alpha_2 + \alpha_3) \\ D_1 &= \frac{m_2}{2}(\alpha_1 - \alpha_2), \quad D_2 = \frac{m_3}{2}(\alpha_1 - \alpha_3) \\ D_3 &= \frac{m_3}{2}(\alpha_2 - \alpha_3) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

である。このように変調を受けたパルスの高調波の周波数成分には、主要な項として、周波数偏移 $k m_j p_j$ ($j=1, 2, 3$) をもつ各変調信号のほかに、係数が C_j, D_j ($j=$

1, 2, 3) である各変調周波数の和および差の成分が含まれる。しかし、VHF 帯において、各段ごとに変調度に対して C_j, D_j は実際上無視することができる。したがって理想的な通信、復調を行なうものとする、2 段変調では、 $v_1(t)$ の復調信号は $v_2(t)$ の復調信号に対して T_2 の遅延を受けることになり、3 段変調の場合も $v_1(t)$ および $v_2(t)$ の復調信号は $v_3(t)$ のそれに対して、それぞれ $T_2 + T_3$ および T_3 の遅延を受けることになる。

2.2 変調信号が各段とも同じ単一正弦波の場合

特別な場合として、各段が同一変調信号で変調されるものとする。(11), (12)式で $v(t) = v_1(t) = v_2(t) = v_3(t)$ とし、 $v(t) = V \cos pt$ とおくと、各段の高調波の瞬時角周波数 $\theta_{k,2}^{(1)}(t)$ および $\theta_{k,3}^{(1)}(t)$ は C_j および D_j を無視すれば、つぎのようになる。

$$\begin{aligned} \theta_{k,2}^{(1)}(t) &= k\omega_i - k m_1 p \{(\beta_1 + \cos \varphi_1')^2 \\ &\quad + \sin^2 \varphi_1'\}^{1/2} \cos(pt - \Psi_1) \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_{k,3}^{(1)}(t) &= k\omega_i - k m_1 p \{(\beta_2 + \cos \varphi_2' \\ &\quad + \beta_1 \cos \varphi_3')^2 + (\sin \varphi_2' \\ &\quad + \beta_1 \sin \varphi_3')^2\}^{1/2} \cos(pt - \Psi_2) \quad (15) \end{aligned}$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= \tan^{-1} \frac{\sin \varphi_1'}{\beta_1 + \cos \varphi_1'} \\ \Psi_2 &= \tan^{-1} \frac{\sin \varphi_2' + \beta_1 \sin \varphi_3'}{\beta_2 + \cos \varphi_2' + \beta_1 \cos \varphi_3'} \\ \beta_1 &= \frac{m_2}{m_1}, \quad \beta_2 = \frac{m_3}{m_1} \\ \varphi_1' &= p T_2, \quad \varphi_2' = p(T_2 + T_3) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

である。ここで各段の変調器が同じ特性であれば $\beta_1 = \beta_2 = 1$ となる。2, 3 段縦続変調器による変調特性は、1 段変調にくらべて、周波数偏移と位相特性が変調周波数の影響を受ける。2 段縦続変調器で $\beta_1 = 1$ の場合、 $\Psi_1 = \varphi_1'/2 = p T_2/2$ となり、復調信号は 1 段変調と比較して一定時間 $T_2/2$ の遅延を受け、変調周波数は周波数偏移のみに関係する。

2.3 変調信号が AM-FM ステレオコンポジット信号の場合

変調信号がステレオコンポジット信号の場合、総合ステレオ特性は、増幅器、積分器、変調器、通信器などの諸特性によって定まるが、ここでは PPM 波の高調波が理想的に通信されるものとし、2 段縦続変調器から生じるひずみ、分離度などの問題について考察する。

左側変調信号のみによるコンポジット信号 $v(t)$ は、変調信号を正弦波 $\sin pt$ 、副搬送波の角周波数を ω_i とすると、

$$v(t) = V_1 \sin pt + V_2 \sin pt \cdot \sin \omega_i t + V_3 \sin \frac{\omega_i t}{2} \quad (17)$$

図 2 2 段縦続変調器
Cascaded serrasoids of two stages.

で表わされ、図 2 に示すような変調器の入力に加えられるものとする。変調されたパルスの k 次高調波の瞬時角周波数 $\theta_k^{(1)}(t)$ は(5)および(7)式より

$$\begin{aligned}\theta_k^{(1)}(t) = & k\omega_i - k p \{m_{11} \sin p(t - \tau_1(t)) \\ & + m_{21} \sin pt\} + k(\omega_s + p) \\ & \times [m_{12} \cos \{(\omega_s + p)(t - \tau_1(t))\} \\ & + m_{22} \cos (\omega_s + p)t] - k(\omega_s - p) \\ & \times [m_{13} \cos \{(\omega_s - p)(t - \tau_1(t))\} \\ & + m_{23} \cos (\omega_s - p)t] - k \frac{\omega_s}{2} \\ & \times \left[m_{14} \sin \frac{\omega_s}{2} \{t - \tau_1(t)\} + m_{24} \sin \frac{\omega_s}{2} t \right] \\ & + k \{ p m_{11} \sin p(t - \tau_1(t)) \\ & - (\omega_s + p) m_{12} \cos (\omega_s + p)(t - \tau_1(t)) \\ & + (\omega_s - p) m_{13} \cos (\omega_s - p)(t - \tau_1(t)) \\ & + \frac{\omega_s}{2} m_{14} \sin \frac{\omega_s}{2} (t - \tau_1(t)) \} \\ & \times \{ \alpha_1 m_{21} \sin pt - \alpha_2 m_{22} \cos (\omega_s + p)t \\ & + \alpha_3 m_{23} \cos (\omega_s - p)t + \alpha_4 m_{24} \sin \frac{\omega_s}{2} t \}\end{aligned}\quad (18)$$

となる。ここで $\tau_1(t)$ は(3)および(4)式より

$$\tau_1(t) = T_2 - \frac{1}{\omega_i} \left\{ m_{21} \cos pt + m_{22} \sin (\omega_s + p)t - m_{23} \sin (\omega_s - p)t + m_{24} \cos \frac{\omega_s}{2} t \right\} \quad (19)$$

となり、また(18)および(19)式中の各定数は

$$\left. \begin{aligned}\alpha_1 &= \frac{p}{\omega_i}, \quad \alpha_2 = \frac{\omega_s + p}{\omega_i}, \quad \alpha_3 = \frac{\omega_s - p}{\omega_i}, \quad \alpha_4 = \frac{\omega_s}{2\omega_i} \\ m_{j,1} &= \frac{2\pi k_0 V_1}{V_{m,j} p}, \quad m_{j,2} = \frac{\pi k_0 V_2}{V_{m,j}(\omega_s + p)}, \\ m_{j,3} &= \frac{\pi k_0 V_2}{V_{m,j}(\omega_s - p)}, \quad m_{j,4} = \frac{4\pi k_0 V_3}{V_{m,j} \omega_s}, \quad (j=1, 2)\end{aligned}\right\} \quad (20)$$

である。特に両変調器の特性が等しければ、 $m_{k,1} = m_{k,2}$ ($k=1, 2, 3$) となる。(18)および(19)式より $\theta_k^{(1)}(t)$ には変調信号の基本波成分、その高調波成分および副搬送波と変調信号の高調波のビート成分などが含まれる。理想的に N 通倍され、復調が行なわれるものとする、これ

らに復調関数 $1 \pm 2 \sin \omega_s t$ を乗ずることによって、左側または右側復調信号の振幅特性、ひずみ率を求めることができる⁶⁾。搬送波に含まれる信号成分は(18)式で $k=N$ とし、(18)~(20)式より

$$\begin{aligned}N \left[& p m_{11} \gamma_1 \sin (pt - \Psi_1) \right. \\ & - (\omega_s + p) m_{12} \gamma_2 \cos \{(\omega_s + p)t - \Psi_2\} \\ & + (\omega_s - p) m_{13} \gamma_3 \cos \{(\omega_s - p)t - \Psi_3\} \\ & \left. + \frac{\omega_s}{2} m_{14} \gamma_4 \sin \left\{ \frac{\omega_s}{2} t - \Psi_4 \right\} \right] \quad (21)\end{aligned}$$

となる。ここで

$$\left. \begin{aligned}\phi_1 &= p T_2, \quad \phi_2 = (\omega_s + p) T_2, \quad \phi_3 = (\omega_s - p) T_2 \\ \phi_4 &= \frac{\omega_s}{2} T_2, \quad \beta = \frac{m_{2,j}}{m_{1,j}}, \\ \gamma_j &= \{(\beta + \cos \phi_j)^2 + \sin^2 \phi_j\}^{1/2}, \\ \Psi_j &= \tan^{-1} \frac{\sin \phi_j}{\beta + \cos \phi_j}, \quad (j=1, 2, 3, 4)\end{aligned}\right\} \quad (22)$$

である。特に $\beta=1$ の場合、 $\Psi_j = \phi_j/2$ となり、(18)~(22)式において $t - (T_2/2)$ を改めて t として復調信号を求めると、つぎのようになる。

$$N \{ p m_{11} \gamma_1 \pm (\omega_s + p) m_{12} \gamma_2 \pm (\omega_s - p) m_{13} \gamma_3 \} \sin pt \quad (23)$$

ここで正符号は左側出力、負符号は右側出力を表わしている。主・副両チャネルの変調度が等しい場合、(17)式で $V_1 = V_2$ とおくと、

$$p m_{11} = 2(\omega_s + p) m_{12} = 2(\omega_s - p) m_{13} = m_f \quad (24)$$

となり、(23)式は、

$$N m_f \left\{ \gamma_1 \pm \frac{1}{2} (\gamma_2 + \gamma_3) \right\} \sin pt \quad (25)$$

となる。

左側または右側出力に現われる第二高調波成分は $\beta=1$ の場合、 $m_{k,1} = m_{k,2}$ ($k=1, 2, 3$) とおき、(18)~(20)式および(24)式より、cosine, sine 成分を $4 N m_f$ で割った値で示すと、

$$\left. \begin{aligned}\cos 2pt; \quad & \frac{m_f}{4\omega_i} \left\{ 1 \pm \frac{1}{2} \left(\frac{3\omega_s^2 - 4p^2}{\omega_s^2 - p^2} \right) \cos \phi_s \right\} \\ & - \frac{m_f}{8\omega_i} \frac{p^2}{(\omega_s^2 - p^2)} \cos 2\phi_s \\ \sin 2pt; \quad & \pm \frac{m_f \omega_s}{8\omega_i p} \left(\frac{\omega_s^2 - 2p^2}{\omega_s^2 - p^2} \right) \sin \phi_s \\ & - \frac{m_f}{8\omega_i} \frac{\omega_s p}{(\omega_s^2 - p^2)} \sin 2\phi_s\end{aligned}\right\} \quad (26)$$

が得られる。ただし、 $\phi_s = \omega_s T_2/2$ である。

右側変調における右側出力は(17)式第 2 項の符号を負として求めることができ、左側変調の場合と同じ条件のもとでは、(25)式の正符号と同じ結果になる。したがって

て、分離度はつぎのように表わすことができる。

$$\text{分離度 [dB]} = -20 \log \frac{2\gamma_1 - (\gamma_2 + \gamma_3)}{2\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3} \quad (27)$$

すなわち、これは周波数偏移に無関係に ϕ_j ($j=1, 2, 3$) によって定まる。

図3 2,3 段縦続変調器の変調特性
Modulation characteristics of cascaded of two or three stages.

図4 左(右)側復調信号の偏差および第二高調波ひずみ率特性
Deviation and second harmonic distortion of the demodulated signal.

図5 分離度特性
Stereo separation (at 1 kHz and 10 kHz) vs repeated frequency of pulse.

3. 計算結果

VHF 帯で許容最大周波数偏移 75 kHz を得るために、2 段縦続変調器の最大角偏移を約 4 ラジアン、通信数 $N=324$ とし、水晶発振器の周波数 $f_i=250 \text{ kHz}$ および 350 kHz について、 $T_2=T_3=T_i/2$ として計算した。

図3は(14)~(16)式から、周波数偏移、位相特性をそれぞれ偏差 [dB]、遅延時間 [μs] でもって表わした場合の周波数特性を示す。 $\beta_1=1 \pm 0.2$ に変化したとき、(14)式より偏移は約 $\pm 10\%$ 、遅延時間は約 $\pm 10\%$ 変化するが、偏差はほとんど変化しない。

図4は(24)~(26)式で左側 100% 変調、すなわち $m_f = 2\pi \cdot 33.75/N[\text{kHz}]$ のときの左側出力の偏差およびひずみ率を示す。低周波数領域では、周波数の減少に伴いひずみ率は増加するが、 f_i を高くとれば減少する。

図5は(27)式により求められる分離度の f_i に対する結果を、変調周波数をパラメータとして示す。 f_i がきまると、変調周波数にほとんど無関係に一定値となることがわかる。

4. 実験結果

4.1 2 段変調の場合

測定系は図6(a)に示すように、2 段縦続変調器を用いているが、これらの変調器の出力 PPM 波の成形回路には、簡単なクリップ回路を使用している。これによって広帯域変調が可能となり、 $f_i=250 \text{ kHz}$ とし搬送波 81 MHz で測定を行なった。図6(b)は変調周波数帯域を AM-FM ステレオ信号の主・副両チャンネルの帯域にとり変調度を各段とも 50% とした場合の周波数偏移の偏差を示す。通信器は変調周波数 53 kHz でほとんど無ひずみで通信できるように広帯域に調整した。

4.2 各段の変調信号が単一正弦波の場合

(14)、(15)および(16)式で与えられる 2,3 段縦続変調器の周波数偏移、遅延時間は、1 段変調の場合と比較することによって測定できる。図7に測定系を、図3に計算値とともに測定値を示す。偏差、遅延時間とも一致することから(4)式の導入によって、周波数偏移、信号の位相特性と変調周波数との関係は実証されたものと考えることができる。

図8は $f_i=250 \text{ kHz}$ および 500 kHz でそれぞれ 2 段縦続変調、ならびに $f_i=250 \text{ kHz}$ で 1 段変調で、いずれも搬送波 81 MHz、変調度 45% のときのひずみ率特性、SN 比を示す。実験結果から、2 段縦続変調の場合の低周波数領域におけるひずみ率は 1 段変調における値の $1/2$ 以下となり、SN 比は $f_i=250 \text{ kHz}$ 1 段変調と $f_i=$

(a) 測定系統図

(b) 周波数偏移

図 6 2 段変調の測定系統図と周波数偏移特性

Block diagram for measurement of double steps modulation by cascaded serrasoids.

図 7 遅延時間測定系統図

Block diagram for measurement of delay time in cascaded serrasoids of two or three stages.

図 8 1, 2 段縦続変調器のひずみ率特性

Measured distortion in cascaded serrasoids of one or two stages.

(a) 周波数偏移

(b) ひずみ率

図 10 図 9 の系における周波数偏移およびひずみ率特性

Frequency deviation and distortion obtained by using the system of Fig. 9.

図 9 ステレオ特性測定系統図

Block diagram for measurement of stereo characteristics.

図 11 2 段縦続セラソイド変調器を用いた AM-FM ステレオ特性
Stereo characteristics of AM-FM using cascaded serrasoids of two stages.

500 kHz 2 段変調とはほとんど同じであることがわかる。

4.3 ステレオ特性

測定系は図 9 に示す。コンボジット信号を理想的に積分するため、主チャネル領域における積分回路の位相特性を補償する移相器を挿入している。図 10 は測定系の単一正弦波信号による偏差およびひずみ率特性を示す。

図 11 は左 (L) または右 (R) 側 100% 変調における左または右側復調信号の偏差、分離度、ひずみ率特性および SN 比、さらに変調信号が $L+R$ の場合の偏差、ひずみ率特性、および SN 比を示す。これらの低周波数領域における特性は、図 9 に示す測定系の特性を向上すれば改善できる。図中に示している SN 比の値は測定系の変調器、通倍器、積分器などがすべて真空管式の場合における値であり、トランジスタのみによる系とは異なるものと考えられる。

5. む す び

2, 3 段変調、特に 2 段縦続変調器の周波数偏移、ひずみ率、SN 比および AM-FM 変調に用いた場合のステレオ特性について述べたが、計算および実験結果から、つぎのことが推論できる。

(1) 2 段または 3 段縦続接続、広帯域化によって SN 比は低下するけれども、変調器の最大角偏移を大きくとることによって若干改善できる。このため、低周波数領域でひずみ率が増加する場合があるので、各段の変調度に応じて改善する必要がある。各段の復調信号は一

定の遅延を受けるが漏話はまったく無視することができ、また、図 8 の結果から、偏移および位相特性を考慮しなければならないが、2 段縦続変調器はひずみ率を低減する効果をもつので広帯域変調に適する。

(2) 2 段縦続変調器のステレオ特性は、計算結果から水晶発振器の周波数 $f_i = 250$ kHz 以下では分離度、ひずみ率は劣化する。このため、変調周波数 100 kHz 以下でひずみ率 1.5% 以内にとどめるには、変調器が充分改良された場合でも、 f_i の最小値は約 250 kHz となる。分離度が 40 dB 以上となる f_i は 300 kHz 以上であるが (27) 式から $f_i = 250$ kHz のときでも、積分器の振幅特性を周波数偏移が平坦特性をもつように若干補償すれば、さらに改善できる。

ほかに、積分器の位相補償などに問題は残っているが 2, 3 段または広帯域変調に周波数偏移、信号の位相特性および SN 比などを考慮することによって、縦続接続されたセラソイド変調器を用いることができる。

最後に、本実験にご便宜をいただいた神戸工業株式会社 明石工場通信機器工業部の西岳技術部長、寺畑工業部長付、山口、植田両課長ならびに技術部の方々に感謝する。

(昭和 42 年 10 月 27 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 三木七郎: FM ステレオ放送, 信学誌, 2 (1964) 223-232
- 2) 今村, 吉田, 渋谷: カスケードセラソイド変調器について, 昭和 35 年電気四学会連大予, 1562
- 3) H. S. Black: Modulation Theory, D. Van Nostrand Company, Inc. (1953)
- 4) H. Hönicke: Untersuchungen an Pulsmodulationsverfahren, Teil II, Nachrichtentech., Bd. 8, Ht. 11 (1958) 501-509
- 5) 電気通信学会編: 通信工学を理解するための数学 (1951) 113-177
- 6) 倉掛泰治: FM ステレオ波の同調回路によるひずみと漏話, 信学誌, 12 (1965) 113-177

〈付 録〉

(8) および (12) 式の誘導

(6) および (10) 式, (7) および (11) 式は同じようにして求められる。図 1 より

$$U_j(t) = k_j \int V_j \cos p_j t dt = \frac{k_j V_j}{p_j} \sin p_j t \quad (j=1, 2, 3) \quad (\text{付} \cdot 1)$$

となり, (1) ~ (4) 式および (11) 式の関係より

$$p_1 \tau_2(t) = p_1 T_3 \left[1 + \frac{U_3(t)}{V_{c,3}} \right] = p_1 T_3 + \alpha_1 m_3 \sin p_3 t \quad (\text{付} \cdot 2)$$

$$p_1 \tau_1\{t - \tau_2(t)\} = p_1 T_2 \left[1 + \frac{U_2\{t - \tau_2(t)\}}{V_{c,2}} \right] = p_1 T_2 \left[1 + \frac{k_2 V_2 \sin p_2 \{t - \tau_2(t)\}}{V_{c,2} \cdot p_2} \right]$$

$$= p_1 T_2 + \alpha_1 m_2 \sin\{p_2(t - T_3) - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\} \quad (\text{付} \cdot 3)$$

となる, (5)式より

$$t_{d,3}(t) = \frac{T_1}{V_{c,1}} U_1\{t - \tau_2(t) - \tau_1\{t - \tau_2(t)\}\} + \frac{T_2}{V_{c,2}} U_2\{t - \tau_2(t)\} + \frac{T_3}{V_{c,3}} U_3(t) \quad (\text{付} \cdot 4)$$

であるから,

$$\omega_i t_{d,3}(t) = m_1 \sin\{p_1(t - T_2 - T_3) - \alpha_1 m_3 \sin p_3 t - \alpha_1 m_2 \times \sin\{p_2(t - T_3) - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\}\} + m_2 \sin\{p_2(t - T_3) - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\} + m_3 \sin p_3 t \quad (\text{付} \cdot 5)$$

となる. したがって, 位相 $\theta_{k,3}(t)$ は

$$\theta_{k,3}(t) = k\{\omega_i t - \omega_i t_{d,3}(t)\} = k[\omega_i t - m_1 \sin\{p_1(t - T_2 - T_3) - \alpha_1 m_3 \sin p_3 t - \alpha_1 m_2 \times \sin\{p_2(t - T_3) - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\}\} - m_2 \sin\{p_2(t - T_3) - \alpha_2 m_3 \sin p_3 t\} - m_3 \sin p_3 t] \quad (\text{付} \cdot 6)$$

となり, (8)式が得られる. (付・6)式を t で微分し, さらに sine, cosine を展開し, $\alpha_1 m_2$, $\alpha_1 m_3$ および $\alpha_2' m_3$ の高次の項を無視すると,

$$\begin{aligned} \theta_{k,3}^{(1)}(t) &\doteq k[\omega_i - m_1 p_1 \{\cos(p_1 t - \varphi_2) \\ &\quad - \frac{\alpha_1 m_2}{2} \left(1 + \frac{p_2}{p_1}\right) \cos\{(p_1 + p_2)t - (\varphi_2 + \varphi_3)\} \\ &\quad + \frac{\alpha_1 m_2}{2} \left(1 - \frac{p_2}{p_1}\right) \cos\{(p_1 - p_2)t - (\varphi_2 - \varphi_3)\} \\ &\quad - \frac{\alpha_1 m_3}{2} \left(1 + \frac{p_3}{p_1}\right) \cos\{(p_1 + p_3)t - \varphi_2\} \\ &\quad + \frac{\alpha_1 m_3}{2} \left(1 - \frac{p_3}{p_1}\right) \cos\{(p_1 - p_3)t - \varphi_2\}] \\ &\quad - m_2 p_2 \{\cos(p_2 t - \varphi_3) \\ &\quad - \frac{\alpha_2 m_3}{2} \left(1 + \frac{p_3}{p_2}\right) \cos\{(p_2 + p_3)t - \varphi_3\} \\ &\quad + \frac{\alpha_2 m_3}{2} \left(1 - \frac{p_3}{p_2}\right) \cos\{(p_2 - p_3)t - \varphi_3\}] \\ &\quad - m_3 p_3 \cos p_3 t] \quad (\text{付} \cdot 7) \end{aligned}$$

となる. さらに $\alpha_1 p_2/p_1 = \alpha_2$, $\alpha_1 p_3/p_1 = \alpha_2 p_3/p_2 = \alpha_3$ とし, (9)および(13)式の関係より(12)式が導びかれる.

昭和43年7月号「テレビジョン年報」特集号の内容

編集委員会では, 7月号を「テレビジョン年報」特集号として編集します. このテレビジョン年報は, 2年に1回の割合で特集するもので, 過去2カ年間のテレビジョン技術の進歩と将来への展望をまとめたものであります. 内容および執筆者は次のとおり予定しております. ご期待下さい.

1. 総説	電波監理局 大村 保	9. アンテナおよび給電線	東北大 佐藤利三郎・三日市政司・森 哲也
2. スタジオ技術	NHK 大泉利通	10. 受像機	松下電器 伊藤公夫
3. 録画機器	芝電 野々口綱紀	11. 電子管	日電 見目正道
4. フィルム技術	NHK 松岡順三	12. 半導体デバイス	東芝 妻木重行
5. 局外中継技術	NETテレビ 竹下彊一	13. 視覚と画質	NHK 樋渡清二
6. 国内中継	電電公社 伊藤貞雄・堀田孝雄	14. 放送以外のテレビジョン応用	日立 日比正男
7. 国際中継	国際電電 富田正義
NHK 坂田晴夫	15. 新しいテレビ技術	NHK 寺山喜郎
8. 送信設備	日電 大島恒太郎	16. 諸統計	電子機械工業会 武市 武